

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B2)

(11)特許番号

第2948600号

(45)発行日 平成11年(1999)9月13日

(24)登録日 平成11年(1999)7月2日

(51)Int.Cl.⁶
H 05 B 41/24

識別記号

F I
H 05 B 41/24

P
K

請求項の数2(全11頁)

(21)出願番号 特願平1-166322
(22)出願日 平成1年(1989)6月27日
(65)公開番号 特開平3-30291
(43)公開日 平成3年(1991)2月8日
(審査請求日 平成8年(1996)6月24日

(73)特許権者 99999999
松下電工株式会社
大阪府門真市大字門真1048番地
(72)発明者 永瀬 春男
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
(72)発明者 里見 邦
大阪府門真市大字門真1048番地 松下電工株式会社内
(74)代理人 弁理士 倉田 政彦

審査官 関 信之

(56)参考文献 特開 平1-112698 (JP, A)

(58)調査した分野(Int.Cl.⁶, DB名)
H05B 41/14 - 41/29

(54)【発明の名称】 インバータ装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】負荷にコンデンサを並列接続しインダクタを直列接続した負荷回路を備え、少なくとも第1及び第2のスイッチング素子を直列的に接続した回路を直流電源に並列的に接続し、前記スイッチング素子のスイッチング動作により負荷回路に電力を供給するインバータ装置において、負荷回路の無負荷時に、第1及び第2のスイッチング素子が交互にオン・オフして負荷に高周波電力を供給する高周波動作期間と、第1又は第2のスイッチング素子の一方がオン・オフして負荷に直流電力を供給する直流動作期間とを、スイッチング素子のオン・オフ周期よりも低周波で交番させる制御手段を備え、高周波動作期間における第1及び第2のスイッチング素子のスイッチング周波数を負荷回路の無負荷時の共振周波数の近傍に設定したことを特徴とするインバータ装置。

10

2

【請求項2】負荷は放電灯であり、直流動作期間において負荷に印加される直流電圧を放電灯の点灯時の管電圧の1.5倍乃至3倍の範囲に設定したことを特徴とする請求項1記載のインバータ装置。

【発明の詳細な説明】

【産業上の利用分野】

本発明は、半導体スイッチング素子を用いたインバータ装置に関するものであり、例えば高圧放電灯を始動点灯させる用途に特に適するものである。

【従来の技術】

第14図は従来のインバータ装置の回路図である。以下、その回路構成について説明する。直流電源Eには、トランジスタQ₁, Q₂の直列回路が並列に接続されている。トランジスタQ₁, Q₂には、ダイオードD₁, D₂がそれぞれ逆並列接続されている。トランジスタQ₁の両端には、

結合用のコンデンサ C_2 を介して、インダクタ L_1 とコンデンサ C_1 よりなる LC 直列共振回路が接続されている。結合用のコンデンサ C_2 の容量値は、共振用のコンデンサ C_1 に比べて十分に大きな値に設定されており、定常時には直流電源 E の約半分の電圧に充電され、共振には寄与しない。コンデンサ C_1 の両端には放電灯 H が並列接続されている。

第15図 (a) は始動時における放電灯 H の両端電圧 V_2 の波形図である。図中、 T_1 は第1の動作期間であり、トランジスタ Q_1, Q_2 は交互にオン・オフ動作を行う。トランジスタ Q_1 がオンでトランジスタ Q_2 がオフのときには、コンデンサ C_2 の充電電圧を電源として、コンデンサ C_2 からトランジスタ Q_1 、コンデンサ C_1 、インダクタ L_1 を介して電流が流れる。次に、トランジスタ Q_1, Q_2 が共にオフになると、インダクタ L_1 の蓄積エネルギーにより、コンデンサ C_2 、直流電源 E 、ダイオード D_2 、コンデンサ C_1 を介して電流が流れる。次に、トランジスタ Q_1 がオフでトランジスタ Q_2 がオンのときには、直流電源 E からコンデンサ C_2 、インダクタ L_1 、コンデンサ C_1 、トランジスタ Q_2 を介して電流が流れる。次に、トランジスタ Q_1, Q_2 が共にオフになると、インダクタ L_1 の蓄積エネルギーにより、コンデンサ C_1 、ダイオード D_1 、コンデンサ C_2 を介して電流が流れる。放電灯 H は無負荷状態であるので、電流はほとんど流れない。以下、同じ過程を繰り返し、インダクタ L_1 とコンデンサ C_1 よりなる LC 直列共振回路には高周波電流が流れる。この高周波電流の周波数は、トランジスタ Q_1, Q_2 のスイッチング周波数で決まり、通常は数十KHzである。第15図 (a) に示す第1の動作期間 T_1 では、スイッチング周波数を LC 直列共振回路の共振周波数の近くに設定しており、コンデンサ C_1 の両端電圧は共振作用により増大するので、放電灯 H の両端電圧 V_2 は徐々に増大する。この電圧 V_2 が所定値 V_p に達すると、第2の動作期間 T_2 に移行する。第2の動作期間 T_2 でも、トランジスタ Q_1, Q_2 は交互にオン・オフされるが、スイッチング周波数は LC 直列共振回路の共振周波数から離れた周波数に設定される。このため、共振作用は弱まり、コンデンサ C_1 の両端電圧は低下するので、放電灯 H の両端電圧 V_2 は低下する。

放電灯 H は第1の動作期間 T_1 の高電圧 V_p により始動し、グロー放電状態に移行する。そして、第2の動作期間 T_2 で供給される高周波電力によりアーク放電状態に移行する。しかしながら、この従来例にあっては、放電灯 H が始動するまでの間、無負荷状態のままでトランジスタ Q_1, Q_2 がオン・オフ動作を継続し、LC 直列共振回路に無効電流を流し続けなければならない。この無効電流は、無負荷状態でありながら大きな電流となるので、トランジスタ Q_1, Q_2 やダイオード D_1, D_2 に過大なストレスを与えるという問題がある。特に、共振作用により高電圧 V_p を発生させているときには、トランジスタ Q_1, Q_2 により断続される電流が大きいので、スイッチング損失が増

大し、素子を加熱する。このため、電流耐量の大きい素子が必要となり、コスト上昇を招くと共に装置が大型化するという問題があった。

そこで、放電灯 H の始動時においては、第1の動作期間 T_1 でのみトランジスタ Q_1, Q_2 をオン・オフさせ、第2の動作期間 T_2 ではトランジスタ Q_1, Q_2 を休止させることができられる。この場合の動作波形を第15図 (b) に示す。この方法では、トランジスタ Q_1, Q_2 は間欠的に動作するので、素子に加わるストレスは低減される。しかしながら、この方法では、放電灯 H が高電圧 V_p によりグロー放電状態となっても、その後、アーク放電状態に移行させるエネルギーを供給することができない。このため、グロー放電状態を検出する回路を設けて、グロー放電の開始を検出すると、アーク放電に移行させるための電力を連続的に供給する動作に切り替える必要があり、制御回路の構成が複雑化するという問題がある。

第16図は従来の他のインバータ装置（特開昭62-26791号公報参照）の回路図である。このインバータ装置では、負荷に矩形波電力を供給できるので、高圧放電灯 H の点灯に適している。何故なら、高圧放電灯 H は高周波電力で点灯させると、音響的共鳴現象によるアークの不安定が生じるが、矩形波電力で点灯させると、音響的共鳴現象を回避できるからである。

以下、上記インバータ装置の回路構成について説明する。直流電源 E には、トランジスタ Q_1, Q_2 の直列回路とトランジスタ Q_3, Q_4 の直列回路とが並列的に接続されている。トランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ には、ダイオード $D_1 \sim D_4$ がそれぞれ逆並列接続されている。トランジスタ Q_1, Q_2 の接続点と、トランジスタ Q_3, Q_4 の接続点の間に、インダクタ L_1 とパルストラ ns PT の2次巻線を介して高圧放電灯 H が接続されている。パルストラ ns PT の2次巻線と高圧放電灯 H の直列回路には、コンデンサ C_1 が並列接続されると共に、イグナイタ IG が並列接続されている。トランジスタ Q_1, Q_3 は数十KHzの高周波でスイッチングされ、トランジスタ Q_2, Q_4 は数百KHzの低周波でスイッチングされる。

第17図は上記回路における高圧放電灯 H の始動時における両端電圧 V_2 の波形を示している。この電圧 V_2 が正の動作期間 T_a では、トランジスタ Q_4 をオン、トランジスタ Q_2, Q_3 をオフさせたまま、トランジスタ Q_1 を高周波でオン・オフさせる。また、上記電圧 V_2 が負の動作期間 T_b では、トランジスタ Q_2 をオン、トランジスタ Q_1, Q_4 をオフさせたまま、トランジスタ Q_3 を高周波でオン・オフさせる。各動作期間 T_a, T_b において、イグナイタ IG により発生された高電圧 V_p は、パルストラ ns PT とコンデンサ C_1 を介して高圧放電灯 H に印加される。これによって、高圧放電灯 H はグロー放電状態となる。そして、高電圧 V_p に続く直流電圧 V_a のエネルギーによって、高圧放電灯 H はグロー放電状態からアーク放電状態に移行する。

この従来例では、高圧放電灯 H を始動させるための高

電圧 V_p をイグナイタ IG とパルストランス PT により発生させている。しかしながら、イグナイタ IG やパルストランス PT は始動後は不要な回路であり、このような始動専用の回路部品を備えることにより、点灯装置の大型化やコスト上昇を招くという問題があった。

[発明が解決しようとする課題]

第14図に示す従来例のように、イグナイタやパルストランスのような始動専用の回路部品を備えないインバータ装置において、第15図(a)に示すように、LC共振作用を利用して始動用の高電圧の発生と始動後のエネルギー供給を行うと、スイッチング素子のストレスが増大するという問題があった。また、スイッチング素子のストレスを低減するために、第15図(b)に示すように、始動用の高電圧の発生のみを間欠的に行なうと、始動後のエネルギーの供給ができないという問題があり、始動を検知して素早く動作を切り替える必要があり、制御回路の構成が複雑化するという問題があった。一方、第16図に示すように、イグナイタやパルストランスのような始動専用の回路部品を備えるインバータ装置では、スイッチング素子のストレスの増大や制御回路の複雑化という問題は生じないが、始動専用の回路部品が必要となるので、点灯装置の大型化やコスト上昇を招くという問題があった。

本発明はこのような点に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、始動時に高電圧を必要とし、始動後にエネルギー供給を必要とする高圧放電灯のような負荷を駆動するのに適したインバータ装置を小型で安価に実現することにある。

[課題を解決するための手段]

本発明にあっては、上記の課題を解決するために、第1図及び第2図に示すように、負荷（例えば放電灯 H ）にコンデンサ C_1 を並列接続しインダクタ L_1 を直列接続した負荷回路を備え、少なくとも第1及び第2のスイッチング素子（例えばトランジスタ Q_1, Q_2 ）を直列的に接続した回路を直流電源 E に並列的に接続し、前記スイッチング素子のスイッチング動作により負荷回路に電力を供給するインバータ装置において、負荷回路の無負荷時に、第1及び第2のスイッチング素子が交互にオン・オフして負荷に高周波電力を供給する高周波動作期間 T_1, T_3 と、第1又は第2のスイッチング素子の一方がオン・オフして負荷に直流電力を供給する直流動作期間 T_2, T_4 とを、スイッチング素子のオン・オフ周期よりも低周波で交番させる制御手段を備え、高周波動作期間 T_1, T_3 における第1及び第2のスイッチング素子のスイッチング周波数を負荷回路の無負荷時の共振周波数の近傍に設定したことを特徴とするものである。

[作用]

本発明にあっては、負荷回路の無負荷時に、第1及び第2のスイッチング素子が交互にオン・オフして負荷に高周波電力を供給する高周波動作期間 T_1, T_3 と、第1又

は第2のスイッチング素子の一方がオン・オフして負荷に直流電力を供給する直流動作期間 T_2, T_4 とを、スイッチング素子のオン・オフ周期よりも低周波で交番させるようにしたので、高周波動作期間 T_1, T_3 におけるスイッチング周波数を負荷回路の共振周波数の近傍に設定することにより、負荷に高電圧 V_p を印加して負荷を始動させることができ、直流動作期間 T_2, T_4 では、始動後の負荷にエネルギーを供給することができる。高周波動作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p で負荷が始動しない場合には、負荷は無負荷状態（高インピーダンス状態）のまとなるので、負荷に並列接続されたコンデンサ C_1 が充電された後は、負荷回路には電流が流れなくなる。つまり、本発明にあっては、高周波動作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p で負荷が始動しない場合には、それに続く直流動作期間 T_2, T_4 は実質的にスイッチング素子の休止期間となる。これにより、始動時にスイッチング素子に流れる無効電流を低減することができ、スイッチング損失を低減することができる。しかも、高周波動作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p で負荷が始動した場合には、それ続く直流動作期間 T_2, T_4 で負荷にエネルギーを供給することができるので、従来例のようにスイッチング動作を間欠動作から連続動作に切り替えるための特別な検出手段や制御手段を設ける必要がなく、構成が簡単となる。

[実施例 1]

第1図は本発明の第1実施例の回路図である。以下、その回路構成について説明する。直流電源 E には、トランジスタ Q_1, Q_2 の直列回路とコンデンサ C_3, C_4 と直列回路とが並列的に接続されている。各トランジスタ Q_1, Q_2 には、ダイオード D_1, D_2 がそれぞれ逆並列接続されている。各コンデンサ C_3, C_4 には、直流電源 E の約半分の電圧が充電される。トランジスタ Q_1, Q_2 の接続点と、コンデンサ C_3, C_4 の接続点の間には、インダクタ L_1 を介して放電灯 H が接続されている。放電灯 H には、コンデンサ C_1 が並列接続されている。各トランジスタ Q_1, Q_2 の制御電極には、それぞれ第2図に示すような制御信号が供給されている。

第2図に示す動作期間 T_1, T_3 では、トランジスタ Q_1, Q_2 が交互にオン・オフ動作を行う。これにより、放電灯 H には高周波電圧が印加される。次に、動作期間 T_2 では、トランジスタ Q_2 がオフのままトランジスタ Q_1 が高周波でオン・オフすることにより、放電灯 H には正の直流電圧が印加される。また、動作期間 T_4 では、トランジスタ Q_1 がオフのままトランジスタ Q_2 が高周波でオン・オフすることにより、放電灯 H には負の直流電圧が印加される。したがって、放電灯 H の両端電圧 V_2 は第4図に示すようになる。

ここで、動作期間 T_1, T_3 における回路動作について詳しく説明する。この期間においては、トランジスタ Q_1, Q_2 が所定のデッドオフタイムを経て交互にオン・オフされる。まず、トランジスタ Q_1 がオン、トランジスタ Q_2 が

オフのときには、コンデンサC₃からトランジスタQ₁、インダクタL₁、コンデンサC₁を介して電流が流れ、コンデンサC₃が放電されると共に、直流電源EからトランジスタQ₁、インダクタL₁、コンデンサC₁、コンデンサC₄を介して電流が流れ、コンデンサC₄が充電される。放電灯Hは無負荷状態であるので、ほとんど電流が流れない。その後、トランジスタQ₁、Q₂が共にオフすると、インダクタL₁の蓄積エネルギーにより、インダクタL₁からコンデンサC₁、コンデンサC₄、ダイオードD₂を介して電流が流れれる。次に、トランジスタQ₁がオフ、トランジスタQ₂がオンのときには、コンデンサC₄からコンデンサC₁、インダクタL₁、トランジスタQ₂を介して電流が流れ、コンデンサC₄が放電されると共に、直流電源EからコンデンサC₃、コンデンサC₁、インダクタL₁、トランジスタQ₂を介して電流が流れ、コンデンサC₃が充電される。その後、トランジスタQ₁、Q₂が共にオフすると、インダクタL₁の蓄積エネルギーにより、インダクタL₁からダイオードD₁、コンデンサC₃、コンデンサC₁を介して電流が流れれる。以下、上記の過程を繰り返し、インダクタL₁とコンデンサC₁の直列共振回路には、高周波電流が流れれる。この高周波電流の周波数は、トランジスタQ₁、Q₂のスイッチング周波数により決まる。したがって、スイッチング周波数を直列共振回路の共振周波数に近い周波数（通常は共振周波数よりも少し高い周波数）に設定すれば、コンデンサC₁の両端には共振作用により高周波の高電圧が発生し、放電灯Hに印加される。この高周波の高電圧の振幅は、インダクタL₁とコンデンサC₁よりなる直列共振回路の共振周波数と、トランジスタQ₁、Q₂のスイッチング周波数との関係により自由に設定することができる。使用する放電灯Hに応じてインダクタL₁やコンデンサC₁の回路定数、スイッチング周波数の設計値を変更すれば、所望の始動性能を得ることが可能となる。

第6図は動作期間T₁、T₃におけるトランジスタQ₁、Q₂のスイッチング周波数fと、そのスイッチング周波数により得られる高電圧V_pとの関係を示すグラフである。図中、f₀は無負荷時の負荷回路の共振周波数、つまりインダクタL₁とコンデンサC₁よりなる直列共振回路の共振周波数である。動作期間T₁、T₃におけるトランジスタQ₁、Q₂のスイッチング周波数fは、第6図の斜線部で示すように、共振周波数f₀よりも少し高い周波数f_a～f_bの範囲に設定するものである。この周波数範囲では、共振周波数f₀に近いので、高電圧V_pの振幅を大きくすることができます、しかも遅相電流が流れるので、回路動作が安定する。

第7図は動作期間T₁において、スイッチング周波数fをf_bからf_aに減少させた場合の電圧V₂の波形を示している。この場合、共振作用は徐々に強くなるので、放電灯Hに印加される電圧V₂は徐々に増大する。なお、スイッチング周波数fを変化させない場合においても、共振作用は徐々に強くなるので、第7図に示すような動作波形

が得られる。

第8図(a)は動作期間T₁、T₃において、スイッチング周波数fをf_a～f_bの範囲で変化させた場合の電圧V₂の波形を示しており、第8図(b)は動作期間T₁、T₃において、スイッチング周波数fをf_aからf_bに増加させた場合の電圧V₂の波形を示している。このように動作期間T₁、T₃においてスイッチング周波数fを変化させることにより、ピークの高電圧V_pを与えるタイミングを変えることができる。第7図では動作期間T₁の最後に、第8図(a)では動作期間T₁、T₃の中間で、第8図(b)では動作期間T₁、T₃の最初に、それぞれピークの高電圧V_pを与えている。これらの動作波形のうち、いずれを選択するかは放電灯Hの始動特性や回路構成等に応じて決定すれば良い。

次に、動作期間T₂において、正の直流電圧が発生するときの回路動作について説明する。この期間においては、トランジスタQ₂がオフのままで、トランジスタQ₁のみが高周波でオン・オフ動作を行う。まず、トランジスタQ₁がオンのときには、コンデンサC₃からトランジスタQ₁、インダクタL₁、コンデンサC₁を介して電流が流れ、コンデンサC₃が放電されると共に、直流電源EからトランジスタQ₁、インダクタL₁、コンデンサC₁、コンデンサC₄を介して電流が流れ、コンデンサC₄が充電される。放電灯Hは無負荷状態であるので、ほとんど電流が流れない。次に、トランジスタQ₁がオフすると、インダクタL₁の蓄積エネルギーにより、インダクタL₁からコンデンサC₁、コンデンサC₄、ダイオードD₂を介して電流が流れれる。以下、上記の過程を繰り返し、インダクタL₁とコンデンサC₁を平滑要素とし、ダイオードD₂を帰還電流路とするチョッパー回路が構成され、コンデンサC₁には直流電圧が充電される。

次に、動作期間T₄において、負の直流電圧が発生するときの回路動作について説明する。この期間においては、トランジスタQ₁がオフのままで、トランジスタQ₂のみが高周波でオン・オフ動作を行う。まず、トランジスタQ₂がオンのときには、コンデンサC₄からコンデンサC₁、インダクタL₁、トランジスタQ₂を介して電流が流れ、コンデンサC₄が放電されると共に、直流電源EからコンデンサC₃、コンデンサC₁、インダクタL₁、トランジスタQ₂を介して電流が流れ、コンデンサC₃が充電される。次に、トランジスタQ₂がオフすると、インダクタL₁の蓄積エネルギーにより、インダクタL₁からダイオードD₁、コンデンサC₃、コンデンサC₁を介して電流が流れれる。以下、上記の過程を繰り返し、インダクタL₁とコンデンサC₁を平滑要素とし、ダイオードD₁を帰還電流路とするチョッパー回路が構成され、コンデンサC₁には動作期間T₂とは逆極性の直流電圧が充電される。

なお、動作期間T₂、T₄において、放電灯Hが無負荷状態の場合には、最初の数サイクルでコンデンサC₁の充電が完了し、その後は電流が流れなくなる。このため、動

作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p で放電灯Hが始動しなかった場合には、それに続く動作期間 T_2, T_4 は実質的に休止期間となる。また、動作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p で放電灯Hが始動した場合には、それに続く動作期間 T_2, T_4 は放電灯Hをグロー放電状態からアーク放電状態に移行させるエネルギー供給のための期間となる。放電灯Hが高圧放電灯である場合には、始動後は動作期間 T_2, T_4 を周期的に繰り返して矩形波点灯させることが好ましい。また、放電灯Hが蛍光灯である場合には、始動後は動作期間 T_1, T_3 を継続して、高周波点灯させても良い。

[実施例 2]

第3図は本発明の第2実施例の回路図である。本実施例は、第1図の実施例において、コンデンサ C_3, C_4 に代えて、トランジスタ Q_3, Q_4 を接続したものである。各トランジスタ Q_3, Q_4 には、ダイオード D_3, D_4 が逆並列接続されている。本実施例において、トランジスタ Q_1, Q_2 に供給される制御信号は、第2図に示す制御信号と同じである。また、トランジスタ Q_3 に供給される制御信号はトランジスタ Q_2 に供給される制御信号と同じであり、トランジスタ Q_4 に供給される制御信号はトランジスタ Q_1 に供給される制御信号と同じである。

まず、動作期間 T_1, T_3 では、トランジスタ Q_1, Q_4 がオンでトランジスタ Q_2, Q_3 がオフである第1の状態と、トランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ が全てオフである第2の状態と、トランジスタ Q_1, Q_4 がオフでトランジスタ Q_2, Q_3 がオンである第3の状態と、トランジスタ $Q_1 \sim Q_4$ が全てオフである第4の状態とが同順に繰り返すことにより、放電灯Hには高周波電圧が印加される。次に、動作期間 T_2 では、トランジスタ Q_2, Q_3 がオフのままでトランジスタ Q_1, Q_4 が高周波でオン・オフして、放電灯Hには直流電圧が印加される。また、動作期間 T_4 では、トランジスタ Q_1, Q_4 がオフのままでトランジスタ Q_2, Q_3 が高周波でオン・オフして、放電灯Hには動作期間 T_2 とは逆極性の直流電圧が印加される。

したがって、本実施例において放電灯Hに印加される電圧 V_2 は、実施例1と同様に第4図に示す波形となる。ただし、実施例1ではハーフブリッジ構成であるので、直流電圧 V_a の大きさは直流電源Eの電圧 V_1 の約半分となるが、本実施例ではフルブリッジ構成であるので、直流電圧 V_a の大きさは直流電源Eの電圧 V_1 とほぼ同じとなる。故に、本実施例は放電灯Hの点灯時の管電圧が高い場合に特に適している。

第5図は実施例1, 2の作用説明図である。同図(a)は実施例1, 2における負荷回路の構成を示している。実施例1, 2において、負荷回路の入力電圧 V_{AB} は同図(b)に示すように変化し、動作波形は全く同じであるが、入力電圧 V_{AB} の振幅は異なり、実施例1では直流電源Eの電圧 V_1 の約半分に略等しく、実施例2では直流電源Eの電圧 V_1 に略等しくなる。

ところで、上記各実施例において、放電灯Hは動作期

間 T_1, T_3 で印加される高電圧 V_p により始動するものであるが、本発明者らは各種の条件で始動試験を試みた結果、動作期間 T_2, T_4 で印加される直流電圧 V_a の大きさも始動性能に深く関係していることを発見した。第9図は動作期間 T_2, T_4 で放電灯Hに印加される直流電圧 V_a の大きさと放電灯Hの始動確率との関係を調べた結果を示している。始動試験に用いた放電灯Hは、メタルハライドランプ70W(オスマム製HQI-1S70W/WDL)のランダム品である。この放電灯Hの定格値は、管電圧=95V(+10V~-15V)、管電流=0.92A、管電力=75Wである。第9図から明らかなように、動作期間 T_2, T_4 で放電灯Hに印加される直流電圧 V_a が管電圧の1.5倍未満になると、始動確率が大幅に低下し、直流電圧 V_a が管電圧の2~3倍ぐらいに上昇すると、良好な始動性能が得られることが分かった。また、直流電圧 V_a を高くし過ぎると、スイッチング素子等の電圧耐量を上げる必要があり、コストの上昇や装置の大型化を招くことになるので、直流電圧 V_a は管電圧の3倍以下が限度である。したがって、動作期間 T_2, T_4 で放電灯Hに印加される直流電圧 V_a は点灯時の管電圧の1.5倍乃至3倍の範囲に設定することが好ましい。

第10図は上記始動試験時における放電灯Hの両端電圧 V_2 を示す波形図である。図中、動作期間 T_1, T_3 におけるスイッチング周波数は約80kHzであり、周期において発生する高電圧 V_p は約4400Vである。また、3600Vでのパルス幅(電圧値が3600Vを越えている時間)は約2μsecである。動作期間 T_1, T_3 の長さは約100μsecであるが、数十μsec~数msecの範囲で良好な始動性能が得られた。動作期間 T_2, T_4 の長さは約10msecであるが、数msec~数十msecの範囲で良好な始動性能が得られた。

動作期間 T_1, T_3 における高電圧 V_p は放電灯Hを無負荷状態からグロー放電状態に移行させるために必要であり、動作期間 T_2, T_4 における直流電圧 V_a は放電灯Hをグロー放電状態からアーク放電状態に移行させるために必要である。この直流電圧 V_a が低過ぎると、放電灯Hはグロー放電灯状態とはなるのも、放電灯Hに十分な電流が流れず、アーク放電状態に移行できない。したがって、放電灯Hの始動には、動作期間 T_1, T_3 の高電圧 V_p のみならず、動作期間 T_2, T_4 の直流電圧 V_a も必要である。

[実施例 3]

第11図は本発明の第3実施例の回路図である。本実施例は、第1図の実施例において、直流電源Eの出力側に昇圧チャッパー回路Xを接続したものである。以下、この昇圧チャッパー回路Xの構成について説明する。直流電源Eの正極にはインダクタ L_3 の一端が接続されている。インダクタ L_3 の他端は、トランジスタ Q_5 を介して直流電源Eの負極に接続されている。インダクタ L_3 とトランジスタ Q_5 の接続点はダイオード D_5 を介してコンデンサ C_3, C_4 の直列回路の一端に接続されている。コンデンサ C_3, C_4 の直列回路の他端は、直流電源Eの負極に接続され

-5-

II

ている。

以下、この昇圧チョッパー回路Xの動作について説明する。トランジスタQ₅がオン状態のとき、直流電源Eからの直流電流はトランジスタQ₅を介してインダクタL₃に流れ、インダクタL₃にエネルギーが蓄えられる。次に、トランジスタQ₅がオフ状態になると、インダクタL₃はその両端に電圧を発生し、直流電源Eの電圧V₁にインダクタL₃の両端電圧を加えた電圧が、ダイオードD₅を介してコンデンサC₃, C₄の直列回路に印加される。以下、同様にして、トランジスタQ₅をスイッチングすることにより、直流電源Eの電圧V₁よりも高い電圧をコンデンサC₃, C₄の直列回路に得ることができる。また、トランジスタQ₅のオン・デューティ（スイッチング周期に占めるオン時間の割合）を変えることにより、コンデンサC₃, C₄の直列回路に得られる電圧を自由に設定することができる。

既に述べたように、動作期間T₂, T₄で放電灯Hに印加される直流電圧V_aは、コンデンサC₃, C₄の充電電圧で決まる。したがって、始動時において、放電灯Hの点灯時の管電圧の1.5倍～3倍程度の直流電圧V_aが得られるよう、昇圧チョッパー回路XにおけるトランジスタQ₅のオン・デューティを制御すれば、良好な始動性能を得ることができる。一方、放電灯Hの始動後は、直流電圧V_aは管電圧の1.5倍～3倍程度とする必要はなく、負荷の条件に適した電圧に設定すれば良い。そこで、昇圧チョッパー回路XにおけるトランジスタQ₅のオン・デューティを放電灯Hの始動前後で切り替えることが好ましい。

なお、直流電源Eの出力側に接続するチョッパー回路は昇圧タイプに限定されるものではなく、降圧タイプであっても良い。ただし、交流電源を整流平滑して得られる電圧は、始動に必要な直流電圧V_aよりも低いことが一般的であるので、本実施例のように昇圧チョッパー回路Xを用いることが好ましい。

[実施例4]

第12図は本発明の第4実施例の回路図である。本実施例は、第14図に示す従来例と実質的に同じ構成の直列共振型のインバータ装置において、トランジスタQ₁, Q₂に第2図に示すような制御信号を与えて、放電灯Hの両端に第4図に示すような電圧V₂が得られうようにしたものである。なお、第14図に示す従来例では、負荷回路が結合用のコンデンサC₂を介して高電位側のトランジスタQ₁に並列接続されており、本実施例では、低電位側のトランジスタQ₂に並列接続されているが、実質的な相違ではない。結合用のコンデンサC₂として、数十μF～数百μF程度の静電容量値のものを使用すれば、定常状態においては、直流電源Eの電圧V₁の約半分の電圧がコンデンサC₂に充電される。したがって、本実施例において、動作期間T₂, T₄で放電灯Hに印加される直流電圧V_aの大きさは、直流電源Eの電圧V₁の約半分となる。

[実施例5]

12

第13図は本発明の第5実施例の回路図である。本実施例にあっては、第1図の実施例において、負荷回路における放電灯Hと直列にパルストラ ns PTの2次巻線を接続している。また、負荷回路と並列に始動電圧発生用の共振回路を接続している。

以下、この始動電圧発生用の共振回路の構成について説明する。トランジスタQ₁, Q₂の接続点には、コンデンサC₂の一端が接続され、コンデンサC₃, C₄の接続点には、コンデンサC₀の一端が接続され、コンデンサC₂の他端とコンデンサC₀の他端の間には、インダクタL₂が接続されている。コンデンサC₀の両端には、パルストラ ns PTの1次巻線が接続されている。コンデンサC₀とインダクタL₂は直列共振回路を構成しており、その共振作用によりコンデンサC₀の両端に発生する電圧がパルストラ ns PTとコンデンサC₁を介して放電灯Hに印加される。本実施例では、始動用の高電圧をパルストラ ns PTで昇圧して放電灯Hに印加しているので、動作期間T₁, T₃においてスイッチング素子に流れる電流が少なくて済む。

本実施例において、トランジスタQ₁, Q₂に与える制御信号は第2図に示す制御信号の同じである。動作期間T₁, T₃におけるスイッチング周波数は、インダクタL₂とコンデンサC₀の直列共振回路の共振周波数よりも少し高く設定すれば良い。また、インダクタL₁やコンデンサC₁は定常点灯時の動作を基準に設定すれば良い。インダクタL₁は動作期間T₁, T₃における高周波をブロックするように設計し、結合用のコンデンサC₂は動作期間T₂, T₄における直流をブロックするように設計すれば良い。

なお、上記各実施例では、動作期間T₂, T₄における直流電圧の極性を反転させているが、動作期間T₂, T₄における直流電圧の極性は同じでも良い。この場合、放電灯Hの両端電圧V₂の波形図は、第4図の破線で示すようになる。

[発明の効果]

本発明にあっては、負荷にコンデンサを並列接続しインダクタを直列接続した負荷回路を備え、この負荷回路の無負荷時に、第1及び第2のスイッチング素子が交互にオン・オフして負荷に高周波電力を供給する高周波動作期間と、第1又は第2のスイッチング素子の一方がオン・オフして負荷に直流電力を供給する直流動作期間とを、スイッチング素子のオン・オフ周期よりも低周波で交番させていたので、高周波動作期間に負荷が始動しない場合には、それに続く直流動作期間は負荷と並列接続されたコンデンサの充電完了後に実質的に休止時間となるから、始動時にスイッチング素子に流れる無効電流を低減することができ、スイッチング損失を低減することができるという効果がある。しかも、高周波動作期間に負荷が始動した場合には、それ続く直流動作期間で負荷にエネルギーを供給することができるので、従来例のようにスイッチング動作を間欠動作から連続動作に切り替えるための特別な検出手段や制御手段を設ける必

13

要がなく、構成が簡単となるという効果がある。

また、高周波動作期間における第1及び第2のスイッチング素子のスイッチング周波数を負荷回路の無負荷時の共振周波数の近傍に設定したことにより、始動用の高電圧は負荷回路のインダクタとコンデンサにより発生させることができ、したがって、始動専用の回路部品が必要となり、コストの低減と装置の小型軽量化が可能になるという効果がある。

また、負荷が放電灯である場合には、直流動作期間における直流電圧を放電灯の点灯時の管電圧の1.5倍乃至3倍の範囲に設定すれば、良好な始動性能が得られるという効果がある。

【図面の簡単な説明】

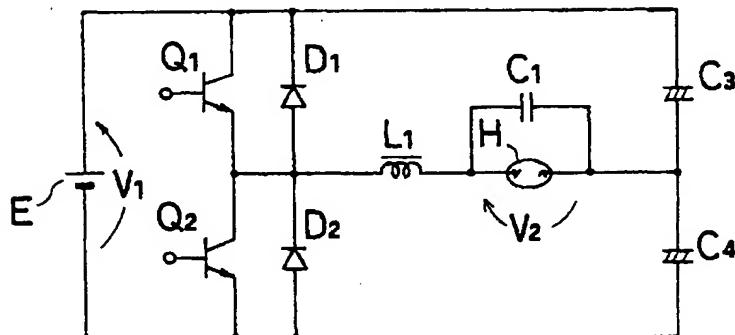
第1図は本発明の第1実施例の回路図、第2図は同上の

14

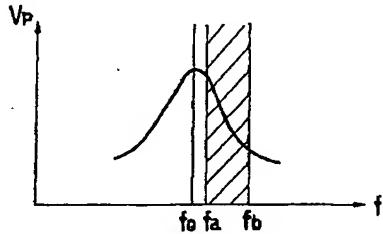
動作波形図、第3図は本発明の第2実施例の回路図、第4図は同上の動作波形図、第5図(a), (b)はそれぞれ本発明の作用説明のための回路図及び波形図、第6図乃至第8図は本発明における高周波動作期間の動作説明図、第9図及び第10図は本発明における直流動作期間の動作説明図、第11図は本発明の第3実施例の回路図、第12図は本発明の第4実施例の回路図、第13図は本発明の第5実施例の回路図、第14図は従来例の回路図、第15図は同上の動作波形図、第16図は他の従来例の回路図、第17図は同上の動作波形図である。

Eは直流電源、Q₁, Q₂はトランジスタ、C₁はコンデンサ、L₁はインダクタ、Hは放電灯、T₁, T₃は高周波動作期間、T₂, T₄は直流動作期間である。

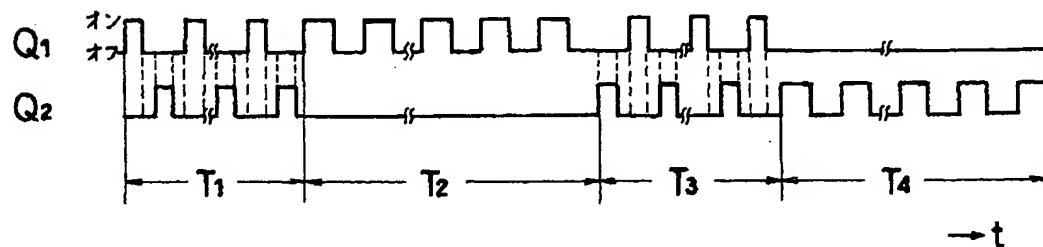
【第1図】



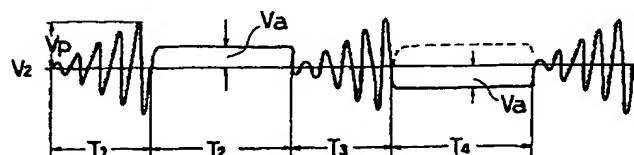
【第6図】



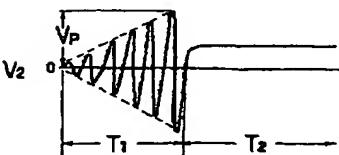
【第2図】



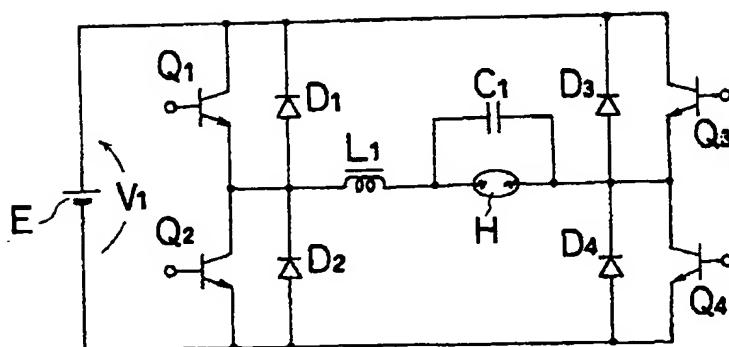
【第4図】



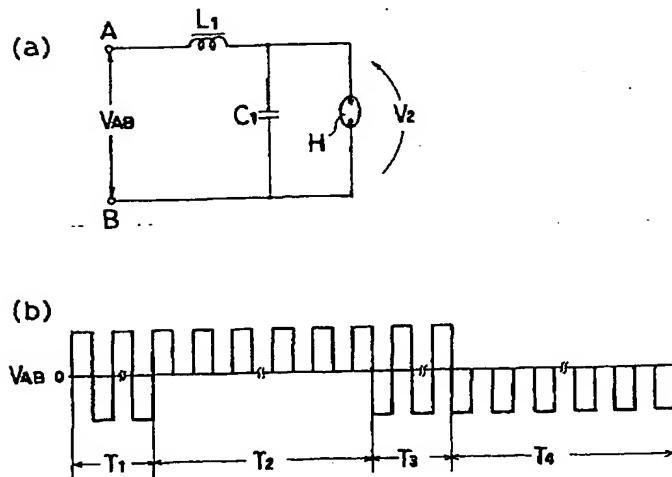
【第7図】



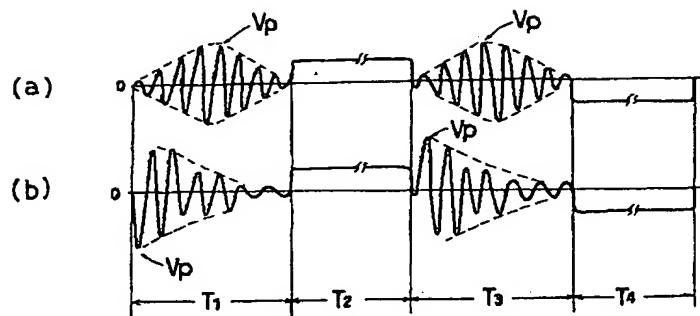
【第3図】



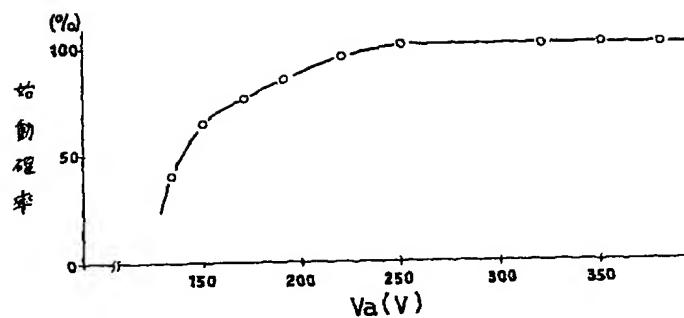
【第5図】



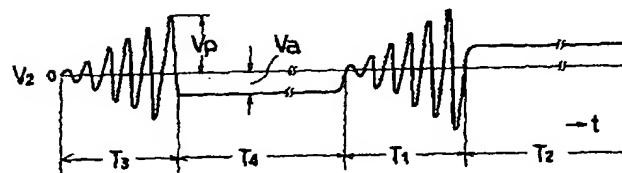
【第8図】



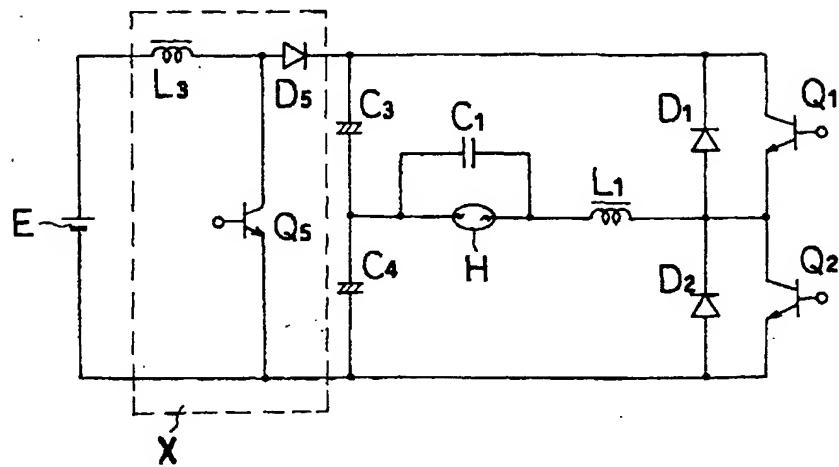
【第9図】



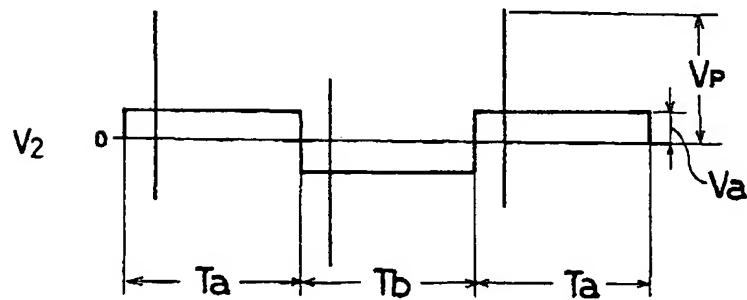
【第10図】



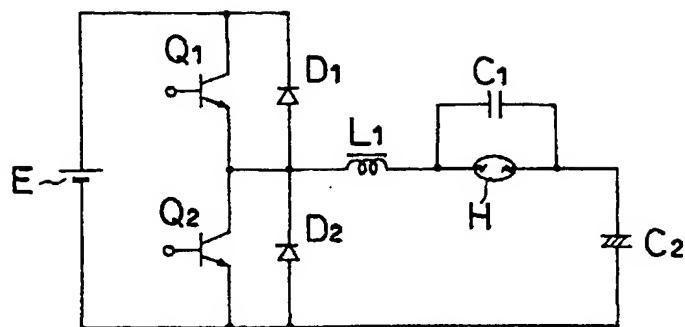
【第11図】



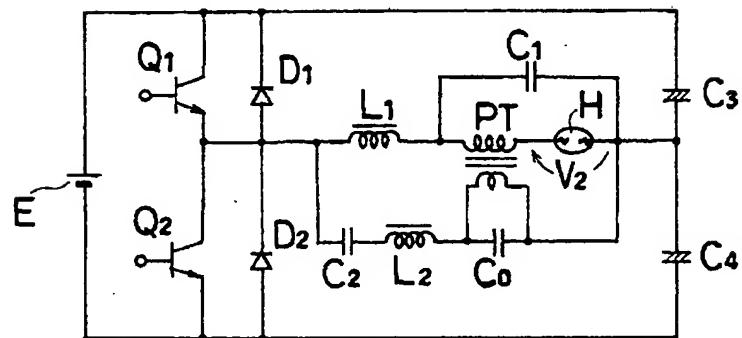
【第17図】



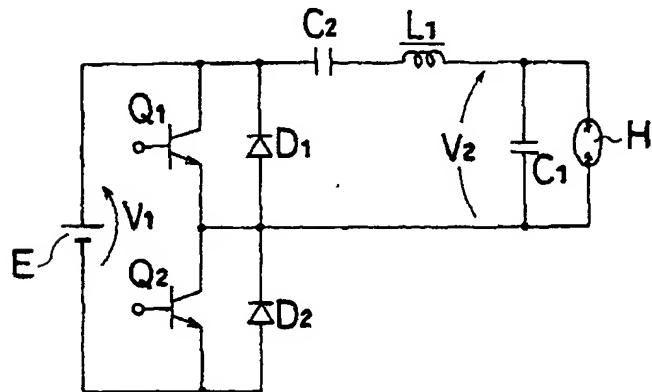
【第12図】



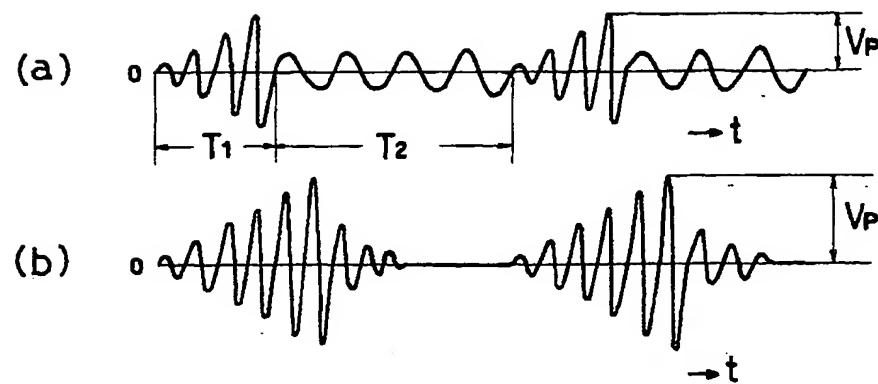
【第13図】



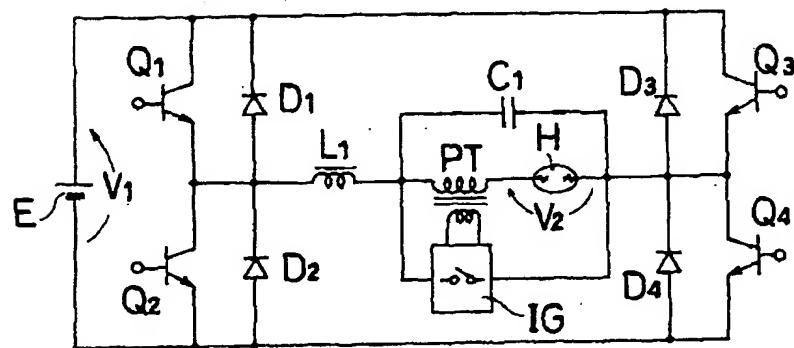
【第14図】



【第15図】



【第16図】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.